

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Inventor : Yuuta NAKAYA  
Filed : Concurrently herewith  
For : METHOD AND APPARATUS FOR....  
Serial Number : Concurrently herewith

January 14, 2004

Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, VA 22313-1450

**PRIORITY CLAIM AND**  
**SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT**

S I R:

Applicant hereby claims priority under 35 USC 119 from **Japanese** patent application number **2003-025060** filed **January 31, 2003**, a copy of which is enclosed.

Respectfully submitted,



Thomas J. Bean  
Reg. No. 44,528

Katten Muchin Zavis Rosenman  
575 Madison Avenue  
New York, NY 10022-2585  
(212) 940-8800  
Docket No.: FUJI 20.846

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日                      2 0 0 3 年    1 月 3 1 日  
Date of Application:

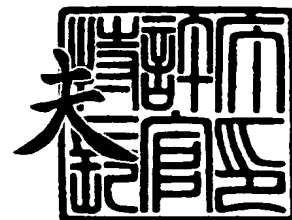
出 願 番 号                      特 願 2 0 0 3 - 0 2 5 0 6 0  
Application Number:  
[ST. 10/C] :                      [ J P 2 0 0 3 - 0 2 5 0 6 0 ]

出      願      人                      富士通株式会社  
Applicant(s):

2 0 0 3 年    9 月 2 5 日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今 井 康



出証番号    出証特 2 0 0 3 - 3 0 7 9 0 3 1

**【書類名】** 特許願

**【整理番号】** 0253508

**【提出日】** 平成15年 1月31日

**【あて先】** 特許庁長官 太田 信一郎 殿

**【国際特許分類】** H04B 7/26

**【発明の名称】** アレーアンテナの制御方法及びその装置、並びにアレーアンテナの制御プログラム

**【請求項の数】** 10

**【発明者】**

**【住所又は居所】** 神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号 富士通株式会社内

**【氏名】** 中谷 勇太

**【発明者】**

**【住所又は居所】** 神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号 富士通株式会社内

**【氏名】** 戸田 健

**【発明者】**

**【住所又は居所】** 神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号 富士通株式会社内

**【氏名】** 大石 泰之

**【特許出願人】**

**【識別番号】** 000005223

**【氏名又は名称】** 富士通株式会社

## 【代理人】

【識別番号】 100070150

【住所又は居所】 東京都渋谷区恵比寿4丁目20番3号 恵比寿ガーデン  
プレイスタワー32階

## 【弁理士】

【氏名又は名称】 伊東 忠彦

【電話番号】 03-5424-2511

## 【手数料の表示】

【予納台帳番号】 002989

【納付金額】 21,000円

## 【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0114942

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 アレーアンテナの制御方法及びその装置、並びにアレーアンテナの制御プログラム

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 所定の間隔で配置された複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナ部を制御するための制御方法であって、

所定数のアンテナ素子に inputs する信号に与える各重み付け値を 1 シンボル時間以内のサンプル間隔で摂動させて前記各重み付け値に対する所定の評価関数を計算し、その評価関数に基づいて、前記各重み付け値を調整することを特徴とするアレーアンテナの制御方法。

【請求項 2】 所定の間隔で配置された複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナ部を制御するための制御装置であって、

所定数のアンテナ素子に inputs する信号に与える各重み付け値を 1 シンボル時間以内のサンプル間隔で摂動させて前記各重み付け値に対する所定の評価関数を計算し、その評価関数に基づいて、前記各重み付け値を調整する制御手段を有することを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【請求項 3】 請求項 2 記載のアレーアンテナの制御装置において、

前記アレーアンテナ部は、無線信号を送受信する 1 つの給電アンテナ素子と、複数の無給電アンテナ素子からなり、

前記複数の無給電アンテナ素子には可変リアクタンス素子がそれぞれ装荷され、

前記制御手段は、

前記給電アンテナ素子で受信されたアナログ信号を所定周期のオーバーサンプリングクロックでサンプリングしてデジタル信号に変換するアナログ・デジタル信号変換手段と、

前記アナログ・デジタル信号変換手段からの出力信号と、所定のパターンを有する既知信号との間の相関計算により得られる相関係数を評価関数として定め、その評価関数が最小または最大となるように、前記可変リアクタンス素子のリアクタンス値を調整するリアクタンス調整手段

を有することを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【請求項 4】 請求項 2 記載のアレーアンテナの制御装置において、前記複数のアンテナ素子に入力する信号に対し、高周波部に振幅及び移相量を調整する振幅・移相器が備えられ、

前記制御手段は、

前記複数のアンテナ素子に入力するアナログ信号を所定周期のオーバサンプリングクロックでサンプリングしてデジタル信号に変換するアナログ・デジタル信号変換手段と、

前記アナログ・デジタル信号変換手段からの出力信号と、所定のパターンを有する既知信号との間の相関計算により得られる相関係数を評価関数として定め、その評価関数が最小または最大となるように、前記振幅及び移相量を調整する振幅・移相調整手段

を有することを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【請求項 5】 請求項 3 又は 4 記載のアレーアンテナの制御装置において、前記アナログ・デジタル信号変換手段から出力された時間軸上の出力信号を周波数軸上の信号に変換する時間軸一周波数軸変換手段を有し、

前記時間軸一周波数軸変換手段により変換された周波数軸上の出力信号と、周波数軸上で表現された前記既知信号との間の相関係数を前記評価関数として定めることを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【請求項 6】 請求項 3 又は 4 記載のアレーアンテナの制御装置において、前記アナログ・デジタル信号変換手段から出力された時間軸上の出力信号と、時間軸上で表現された前記既知信号との間の相関係数を前記評価関数として定めることを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【請求項 7】 請求項 3 乃至 5 いずれか記載のアレーアンテナの制御装置において、

伝送路のインパルス応答を求めるインパルス応答測定手段と、

前記インパルス応答と時間軸上で表現された既知信号とを畳み込んだ信号をフーリエ変換し、その信号を周波数軸上の参照信号として生成する周波数領域参照信号生成手段を有し、

前記時間軸一周波数軸変換手段により変換された周波数軸上の出力信号と、前記参照信号との間の相関計算により得られる相関係数を前記評価関数として定めることを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【請求項 8】 請求項 3 または 4 または 6 記載のアレーアンテナの制御装置において、

伝送路のインパルス応答を求めるインパルス応答測定手段と、

前記インパルス応答と時間軸上で表現された既知信号とを畳み込み、その畳み込んだ時間軸の信号を参照信号として生成する時間領域参照信号生成手段を有し、

前記アナログ・デジタル信号変換手段から出力された時間軸上の出力信号と、前記参照信号との間の相関計算により得られる相関係数を前記評価関数として定めることを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【請求項 9】 請求項 3 または 4 記載のアレーアンテナの制御装置において、

前記アレーアンテナ部が複数のダイバーシチブランチからなり、前記ダイバーシチブランチ毎に重み付け値を制御するダイバーシチ重み付け手段と、

各ダイバーシチブランチでの受信品質に基づいて、ダイバーシチブランチを選択するブランチ選択手段を有し、

前記制御手段は、

前記ブランチ選択手段により選択されたダイバーシチブランチのアレーアンテナ部に与える重み付け値を調整することを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【請求項 10】 所定の間隔で配置された複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナの制御処理をコンピュータに実行させるためのプログラムであって、

所定数のアンテナ素子に入力する信号に与える各重み付け値を 1 シンボル時間以内のサンプル間隔で摂動させて前記各重み付け値に対する所定の評価関数を計算する評価関数算出手順と、

前記評価関数に基づいて、前記各重み付け値を調整する制御手順

を有することを特徴とするプログラム。

【発明の詳細な説明】

## 【0001】

## 【発明の属する技術分野】

本発明は、アレーアンテナの制御方法及びその装置、並びにアレーアンテナの制御プログラムに関し、このアレーアンテナは、例えば、無線LANシステムや移動通信システムにおける移動局または基地局において使用される。

## 【0002】

## 【従来の技術】

近年、インターネットを通じた大容量通信の需要が増大するに従い、携帯電話や無線LAN等の無線ネットワークの大容量化を目指した技術開発が急速に進展している。高速無線通信を実現するためには、電波のマルチパス伝搬に起因するフェージングを克服する必要がある、その対策技術として直交周波数分割多重（OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing）方式の適用が有望視されている。

OFDM方式は、マルチキャリア変調方式の1つであり、各サブキャリアが相互に直交関係を保つように配置されるため、周波数効率を従来のシングルマルチキャリアによる伝送と比較して高くすることができる。また、各サブキャリアでは、伝送速度が低速とみなされるため、周波数選択性フェージングを受けにくい。さらに、各シンボルの先頭にはガードインターバルが挿入されるので、遅延波の影響を軽減できるなどの特徴を有している。

## 【0003】

このようにOFDM方式は、マルチパス環境に対する強い耐性を持っているが、ガードインターバルを越える遅延波、他システムからの干渉波、移動に伴うドップラー周波数変動を受けたドップラーシフト波等の干渉波を受信すると、キャリア間干渉（ICI）やシンボル間干渉（ISI）等が発生し、受信特性（例えば、BER特性）が著しく劣化してしまう。そこで、このような問題点を克服するために、図1、図2に示すような適応アレーアンテナを用いた干渉抑圧技術が考えられている。

## 【0004】

図1に示す従来の適応アレーアンテナ制御装置は、複数のアンテナ素子101



～10<sub>M</sub>で構成されたアレーアンテナ部と、アンテナ重み付け回路部20<sub>1</sub>～20<sub>M</sub>と、合成回路部(Σ)30と、高周波フロントエンド部(RF F/E)40と、アナログ・デジタル変換部(A/D)50と、重み付け制御回路部60から構成される。合成回路部30で合成された信号はRF F/E40で帯域制限及び周波数変換等の処理が施された後、A/D50でアナログ信号からデジタル信号へと変換される。重み付け制御回路部60は、A/D変換後の信号(受信機入力)が最大の信号対(干渉+雑音)比(SINR: Signal to Interference plus Noise Ratio)を持つように各アンテナ素子10<sub>1</sub>～10<sub>M</sub>のアンテナ重み付け回路部20<sub>1</sub>～20<sub>M</sub>を適応的に制御することで所望波に対しては指向性のビームを形成させ、干渉波に対してはアンテナの指向性のヌルを形成させることができるようになっている。

#### 【0005】

上記のような適応アレーアンテナ装置は、ハードウェア構成が複雑であることから、コストが高くなり、低消費電力化が難しい。したがって、携帯電話等の小型の無線端末に適用するのは困難であり、用途は限定される。

#### 【0006】

そこで、低消費電力化、低コスト化の実現を可能にする適応アレーアンテナ装置が提案されている。この適応アレーアンテナ装置は、給電及び受信が1系統のみですむため、構造が簡素となり、携帯電話等の小型無線端末への適用の可能性が示されており、エスパアンテナ(ESPAR: Electronically Steerable Parasitic Array Radiator)と呼ばれている。このエスパアンテナは、給電アンテナ素子の周囲に無給電アンテナ素子を円周状に配置し、無給電アンテナ素子に装荷終端された可変リアクタンスのリアクタンス値を電子的に制御することにより、水平面内での放射パターンを制御する。

#### 【0007】

図2は、上記エスパアンテナの構成を示すブロック図である。

#### 【0008】

同図において、このエスパアンテナは、1つの給電アンテナ素子11と、3つ

の無給電アンテナ素子  $12_1 \sim 12_3$  で構成されたアレーアンテナ部と、可変リアクタンス回路部  $21_1 \sim 21_3$  と、高周波フロントエンド部 ( $RF \rightarrow E$ )  $41$  と、アナログ・デジタル変換部 ( $A/D$ )  $51$  と、可変リアクタンス制御回路部  $61$  から構成される。給電アンテナ素子  $11$  からの受信信号は  $RF \rightarrow E \rightarrow 41$  を通り、 $A/D$   $51$  でアナログ信号からデジタル信号へと変換される。また、給電アンテナ素子  $11$  での受信信号は、周囲に存在する無給電アンテナ素子  $12_1 \sim 12_3$  の電磁的の相互結合により影響を受ける。可変リアクタンス制御回路部  $61$  は、 $A/D$  変換後の信号 (受信機入力) が最大の信号対 (干渉+雑音) 比 ( $SINR$ ) を持つように無給電アンテナ素子  $12_1 \sim 12_3$  の可変リアクタンス回路  $21_1 \sim 21_3$  を適応的に制御することで所望波に対しては指向性のビームを形成させ、干渉波に対してはアンテナの指向性のヌルを形成させることができるようになっている。

#### 【0009】

上記のようにエスパアンテナは、全ての素子の受信信号を得ることができない。そのため、通常の適応型アレーアンテナの制御アルゴリズムを用いることはできない。そこで、このような特徴を考慮した制御アルゴリズムとして、摂動法 (*Perturbation Method*) を用いた最急勾配法が提案されている (例えば、非特許文献1参照)。ここでいう摂動法による制御アルゴリズムとは、1つの無給電アンテナ素子のリアクタンス値を一定量変化させ、ある評価関数を観測しながら、リアクタンス値を変化させた後の受信特性が変化させる前の受信特性よりも良くなる方向にリアクタンス値を可変し、その他の無給電素子に対しても同様な操作を行なうことで所望の指向性が得られるというものである。

#### 【0010】

図3は、上記摂動法による制御アルゴリズムを採用したエスパアンテナにおいて、給電アンテナ素子  $11$  にて受信される信号がOFDM信号の場合の、無給電アンテナ素子  $12_1 \sim 12_3$  の重み付け摂動の時間を説明するための図である。

#### 【0011】

OFDM方式では、シンボルと呼ばれる予め決められた単位毎に信号が変調されて伝送される。受信する際には、受信信号をシンボル単位毎に区切って復調処

理する必要がある。したがって、従来の摂動法による制御アルゴリズムでは、シンボル単位毎に無給電アンテナ素子  $12_1 \sim 12_3$  のリアクタンス値を摂動させていた。例えば、図3が示すように、最初の1シンボルで1つ目の無給電アンテナ素子  $12_1$  のリアクタンス値を摂動させ、次のシンボルで2つ目の無給電アンテナ素子  $12_2$  のリアクタンス値・・・と1シンボル毎に1つの無給電アンテナ素子を摂動させ、バーチャルサブキャリア（データ通信に用いていないサブキャリア）成分を観測しながら、SINRが大きくなるように各無給電アンテナ素子  $12_1 \sim 12_3$  のリアクタンス値が更新される。

#### 【0012】

##### 【非特許文献1】

Jun Cheng, Yukihiro Kamiya, and Takashi OHIRA, "Adaptive Beamforming of ESPAR Antenna Based on Steepest Gradient Algorithm", IEICE TRANS. COMMUN., VOL. E84-B, NO. 7 pp. 1790-1800, JULY 2001

#### 【0013】

##### 【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上記エスパアンテナの従来例によれば、M本の無給電アンテナ素子を用いて摂動法の制御アルゴリズムを適用したとすると、各無給電アンテナ素子のリアクタンス値を更新するのにアンテナ素子数分のシンボルが必要となってしまう。このため、制御アルゴリズムの収束までに多くの時間を要し、収束までの間、干渉波を十分に抑圧することができない、という問題があった。

#### 【0014】

本発明は、上記のような問題点に鑑みてなされたもので、その課題とするところは、アンテナウェイト（重み係数）の更新を高速化することのできるアレーアンテナの制御方法及びその装置、並びにアレーアンテナの制御プログラムを提供することである。

#### 【0015】

##### 【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するため、本発明では、請求項 1 に記載されるように、所定の間隔で配置された複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナ部を制御するための制御方法であって、前記複数のアンテナ素子に入力する信号に与える各重み付け値を 1 シンボル時間以内のサンプル間隔で摂動させて前記各重み付け値に対する所定の評価関数を計算し、その評価関数に基づいて、前記各重み付け値を調整する構成とした。

#### 【0016】

この構成により、1 シンボルで複数のアンテナ素子入力に課すアンテナの重み付けを更新をすることができる。

#### 【0017】

#### 【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて説明する。

#### 【0018】

本実施例では、送信データ系列を複数のデータ系列に直列並列変換し、その複数のデータ系列をそれぞれ周波数の異なる複数の搬送波（キャリア）を用いて並列に無線伝送するマルチキャリア伝送方式を適用した無線通信システム、例えば、IEEE 802.11a 規格に準拠（OFDM 方式を採用）した無線 LAN システムを想定し、フレームフォーマットは同規格で定められているものを用いる。

#### 【0019】

本発明はこのシステムで用いられる適応アレーアンテナの制御装置に関するものである。

#### 【0020】

図 4 は、上記適応アレーアンテナの制御装置の構成を示すブロック図である。この適応アレーアンテナの制御装置は、図 1 に示すように、1 つの給電アンテナ素子 13、6 つの無給電アンテナ素子 14<sub>1</sub>～14<sub>6</sub> で構成されたアレーアンテナ部と、可変リアクタンス回路 22<sub>1</sub>～22<sub>6</sub> と、高周波フロントエンド部（RF F/E）42 と、アナログ・デジタル変換部（A/D）52 と、フーリエ変換部 70 と、可変リアクタンス制御回路部 80 から構成される。なお、上記可変

リアクタンス制御回路部 80 は、例えば、コンピュータなどのデジタル計算機で構成することも可能である。

#### 【0021】

図 4 において、相手先の OFDM 送信機から送信された無線信号は、給電アンテナ素子 13 によって受信される。この受信信号は、低雑音増幅、中間周波又はバースバンドへの周波数変換などの処理を行なう RF 部 42 を介して A/D 変換部 52 に入力されてデジタル信号へと変換される。A/D 変換部 52 から出力される時間軸上の信号は、フーリエ変換部 70 で周波数軸上の信号に変換された後、可変リアクタンス制御回路部 80 に入力される。また、上記フーリエ変換部の出力信号は次段に送られ、データの復調処理などが行われる。可変リアクタンス制御回路部 80 は、周波数軸上に変換された受信信号と、所定の既知信号（後述する）との相関演算を行なって各無給電アンテナ素子 141 ~ 146 の重み係数（ここでは、各無給電アンテナ素子 141 ~ 146 のリアクタンス値をいう）を更新し、その更新されたリアクタンスの値を可変リアクタンス回路 221 ~ 226 に与えて指向性を制御する。

#### 【0022】

各無給電アンテナ素子 141 ~ 146 の重み係数は、可変容量ダイオード（バラクタともいう）に印加するバイアス電圧を変化させることにより、可変容量ダイオードにおける静電容量値を変化させる。これにより、無給電アンテナ素子 141 ~ 146 の可変リアクタンス素子の電気長を、給電アンテナ素子 13 に比較して変化させ、当該適応アレーアンテナ制御装置の放射ビームパターンを変化させることが可能となる。

#### 【0023】

次に、上記のように構成された適応アレーアンテナの制御装置で行なわれる無給電アンテナ素子のリアクタンス制御処理（更新処理）を説明するため、IEEE 802.11a に準拠した OFDM 信号のサブキャリアの配置を図 5 に示すように定める。

#### 【0024】

同図において、サブキャリア数  $N_s$  は 64、そのうち実線キャリアは実際にデ

ータを送信しているサブキャリア（インデックス-26～-1、1～26）であり、破線キャリアは実際にデータを送信していないバーチャルサブキャリア（インデックス-32～-27、0、27～31）である。すなわち、この例の場合、52キャリアを用いて通信が行なわれる。

#### 【0025】

続いて、各無給電アンテナ素子14<sub>1</sub>～14<sub>6</sub>の可変リアクタンス摂動時間例を、図6を用いて説明する。

#### 【0026】

本実施形態では、1シンボル毎にアンテナ重み付け（ここでは、可変リアクタンスのリアクタンス値をいう）を更新するために、A/D52において、8倍のオーバーサンプリングが行なわれる。すなわち、A/D変換によるサンプル数は、1シンボルの時間（3.2  $\mu$ s）内において、サブキャリア数×8倍の512（64×8）サンプルが得られる。

#### 【0027】

このようにして1シンボルが512のサンプルデータとして構成されると、各無給電アンテナ素子14<sub>1</sub>～14<sub>6</sub>の摂動による受信特性への影響が調べられる。具体的には、最初の1サンプル目で、第1番目の無給電アンテナ素子14<sub>1</sub>（＝#1）のリアクタンス値 $x_1$ だけを微小量 $\Delta x$ だけ摂動させ、その後、受信信号を測定する。次の2サンプル目では、第2番目の無給電アンテナ素子14<sub>2</sub>のリアクタンス値 $x_2$ を $\Delta x$ だけ摂動させ、その後、受信信号を測定する。このような操作を6サンプル目まで（第6番目の無給電アンテナ素子14<sub>6</sub>まで摂動）行ない、残りの7、8サンプル目では無給電アンテナ素子のリアクタンスを摂動させずに受信信号を測定する。本実施形態では、この処理を8サンプル周期で最後の512サンプルまで行ない、その後、各無給電アンテナ素子14<sub>1</sub>～14<sub>6</sub>の摂動による受信特性への影響が調査される。

#### 【0028】

図7は、無給電アンテナ素子14<sub>1</sub>を例にとり、この無給電アンテナ素子14<sub>1</sub>の可変リアクタンス摂動時間例を説明するための図である。

#### 【0029】

上述したように本実施形態では、1シンボルは512のサンプルデータから構成される。ここで、第 $n$ 試行回数目における1シンボルデータを $g(i\Delta T, n)$ 、( $i=1, 2, \dots, 512$ )と定義する。上記 $g$ において、 $\Delta T$ はサンプリング間隔を表す。この例では、第 $n$ 試行回数目における第1番目の無給電アンテナ素子、すなわち、無給電アンテナ素子141 ( $m=1, \#1$ )を摂動した際のデータの間引き方法を示している。

#### 【0030】

同図に示すように、無給電アンテナ素子141の場合、1サンプル目 ( $g(\Delta T, n)$ )、9サンプル目 ( $g(9\Delta T, n)$ )、 $\dots$ 、505サンプル目 ( $g(505\Delta T, n)$ )で可変リアクタンスを摂動し、それ以外のサンプルは間引かれる。すなわち、7サンプルおきにデータが間引かれて、無給電アンテナ素子141のみのデータが取得される。上記の処理は、他の無給電アンテナ素子142～146においても同様に行なわれる。

#### 【0031】

次に、上記適応アレーアンテナの制御装置で行なわれる無給電アンテナ素子のリアクタンス制御処理について説明する。図8は、無給電アンテナ素子のリアクタンス制御処理の手順を示すフローチャートである。

#### 【0032】

図8において、まず、可変リアクタンス制御回路部80では、ステップS1～S3に示す初期値設定がなされる。具体的には、ステップS1において、試行回数 $n$ が1 ( $n=1$ )に設定され、ステップS2において、第 $n$ サンプル目を表す $\alpha$ が0 ( $\alpha=0$ )に設定され、ステップS3において、無給電アンテナ素子の識別番号 $m$ が0 ( $m=0$ )に設定される。

#### 【0033】

可変リアクタンス制御回路部80は、上記のようにして初期値設定を終えた後、次のステップS4に進み、無給電アンテナ素子の識別番号 $m$ を+1インクリメントし(無給電アンテナ素子141 (#1)が選択される)、無給電アンテナ素子141の可変リアクタンスのリアクタンス値 $x_m (=x_1)$ を $\Delta x$ 摂動させる(ステップS5)。ここで、 $\Delta x$ はバラクタへの印加電圧を微小変化させる微小

量をいう。

#### 【0034】

可変リアクタンス制御回路部80は、リアクタンス値 $x_1$ を $\Delta x$ だけ微小変化させた後、 $\alpha$ を+1インクリメント（ステップS6）し、無給電アンテナ素子141の受信信号 $y$ （ $y(\Delta T, n)$ ）を測定（ステップS7）する。その後、ステップS8において、リアクタンス値 $x_1$ を $-\Delta x$ だけ微小変化させ元のリアクタンス値（ $x_1 - \Delta x$ ）に戻す。

#### 【0035】

可変リアクタンス制御回路部80は、次いで、 $\alpha$ が512（ $64 \times 8$ ）よりも大きいかな否かをステップS9にて判断し、 $\alpha$ が512より小さいと判断した（S9でNO）ときは、ステップS10に進み、無給電アンテナ素子の識別番号 $m$ が6よりも大きいかな否かをさらに判断する。この判断で、無給電アンテナ素子の識別番号 $m$ が6よりも小さいと判断された（ステップS10でNO）場合は、内ループでステップS4に戻る。

#### 【0036】

一方、ステップS10において、無給電アンテナ素子の識別番号 $m$ が6よりも大きいと判断された（ステップS10でYES）場合は、ステップS14に進み、無給電アンテナ素子の識別番号 $m$ が8よりも大きいかな否かがさらに判断される。可変リアクタンス制御回路部80は、この判断で、無給電アンテナ素子の識別番号 $m$ が8よりも小さいと判断した（ステップS14でNO）ときは、ステップS15において、 $\alpha$ を+1インクリメントし、次ステップのS16において、 $m$ を+1インクリメントした後、ステップS17において、受信信号 $y$ を測定する。

#### 【0037】

一方、上記判断（ステップS14）で、無給電アンテナ素子の識別番号 $m$ が8よりも大きいと判断され（ステップS14でYES）たときは、外ループでステップS3に戻り、無給電アンテナ素子の識別番号 $m$ が0にリセットされる。

#### 【0038】

すなわち、1～6サンプル目（ $\alpha = 1 \sim 6$ のとき）までは、無給電アンテナ素



子 1 4 1 から無給電アンテナ素子 1 4 6 のリアクタンス値  $x_1 \sim x_6$  をサンプル毎に  $\Delta x$  だけ摂動させて受信信号  $y$  が測定される、7、8 サンプル目 ( $\alpha = 7$ 、8 のとき) では、無給電アンテナ素子のリアクタンス値を摂動させないで受信信号の測定が行なわれる。

#### 【0039】

可変リアクタンス制御回路部 80 は、上記ループ処理を 8 サンプル周期で 512 サンプルまで行なった (S9 で YES) 後、次のステップ S11 に進み、各無給電アンテナ素子 1 4 1 ~ 1 4 6 のリアクタンス値の更新処理を実行する。

#### 【0040】

このステップ S11 では、まず、摂動後に測定された各無給電アンテナ素子 1 4 1 ~ 1 4 6 の時間軸上の受信信号が下記式 (①) にしたがってフーリエ変換され、周波数軸上の受信信号へと変換される。

#### 【0041】

##### 【数 1】

$$G_m(\Gamma, n) = \sum_{\alpha=1}^{64} g((8\alpha - 8 + m)\Delta T, n) \exp\left(-j2\pi\Gamma \frac{\alpha}{64}\right) \cdots \textcircled{1}$$

上記数式①において、

$m$  は、無給電アンテナ素子の識別番号を表し、

$\Gamma$  は、1, 2, . . . , 512 までのサンプル番号を表し、

$\alpha$  は、サブキャリアを表す。

#### 【0042】

その後、上記  $G_m$  と周波数軸上の既知信号との間の相関が下記式②、③により求められる。

#### 【0043】

【数 2】

$$\rho_m(n) = 1 - \frac{\left| \sum_{\alpha=1}^{64} G_m(\alpha, n) d_{\alpha}^*(m) \right|}{\sqrt{\sum_{\alpha=1}^{64} G_m(\alpha, n) G_m^*(\alpha, n)} \sqrt{\sum_{\alpha=1}^{64} d_{\alpha}(m) d_{\alpha}^*(m)}}, (m=1, 2, \dots, 6) \quad \dots \textcircled{2}$$

上記数式②において、

$\rho_m(n)$  は、第  $m$  番目（無給電アンテナ素子の識別番号  $m=1 \sim 6$ ）の無給電アンテナ素子を摂動した際の相関係数を表し、

\* は共役複素数を表し、

$$d_{\alpha}^*(m)$$

は、複素共役をとった既知信号を表す。

【0044】

【数 3】

$$\rho_0 = 1 - \frac{\left| \sum_{\alpha=1}^{64} G(\alpha, n) d_{\alpha}^*(8) \right|}{\sqrt{\sum_{\alpha=1}^{64} G(\alpha, 8) (G)^*(\alpha, 8)} \sqrt{\sum_{\alpha=1}^{64} d_{\alpha}(8) d_{\alpha}^*(8)}}, (m=1, 2, \dots, 6) \quad \dots \textcircled{3}$$

上記数式③において、

$\rho_0$  は、第  $m$  番目（無給電アンテナ素子の識別番号  $m=1 \sim 6$ ）の無給電アンテナ素子を摂動していないときの相関係数を表し、

\* は共役複素数を表し、

$$d_{\alpha}^{*}(m)$$

は、複素共役をとった既知信号を表す。

【0 0 4 5】

本例では、既知信号

$$d_{\alpha}(m)$$

として、IEEE 8 0 2 . 1 1 a に準拠した P L C P (Physical Layer Convergence Protocol) プリアンブルのロングシンボルを用いる。P L C P プリアンブルは、OFDM モデムが信号を受信するときに、クロック同期をはじめとする各種の同期のためのトレーニングシーケンスで、図 9 に示すように、1 0 個のショートシンボル (8  $\mu$  s、ショートトレーニングシンボルともいう) と 2 つのロングシンボル (8  $\mu$  s、ロングトレーニングシンボルともいう) から構成される。ロングトレーニングシンボルは、5 2 のサブキャリアを用いて送信されるもので、下記のような既知パターンが上記 OFDM モデムの I F F T (逆高速フーリエ変換) 部において時間領域の信号へと変換される。

【0 0 4 6】

$F_{-26 \dots 26} = [1\ 1 - 1 - 1\ 1\ 1 - 1\ 1 - 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1 - 1 - 1\ 1\ 1 - 1\ 1 - 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 1 - 1 - 1\ 1\ 1 - 1\ 1 - 1\ 1 - 1 - 1 - 1 - 1 - 1\ 1\ 1 - 1 - 1 - 1\ 1 - 1\ 1\ 1\ 1\ 1]$

上記  $F_{-26 \dots 26}$  は、5 2 のサブキャリアにマッピングされた後、OFDM モデムの送信電力手段を通じて送信信号となるが、本例では、この  $F_{-26 \dots 26}$  のデー

タ間に0を挿入して64のサブキャリア構成とし、これを $F_i$ と定義( $F_i$  ( $i = 1 \sim 64$ ))する。よって、再定義後の $F$ は、以下ようになる。

【0047】

$F = [00000011-1-111-11-1111111-1-111-11-1111101-1-111-11-11-1-1-1-1-111-1-11-11-1111100000]$

上記 $F_i$ は、時間領域の信号であるため、上述した周波数軸上の相関演算に用いるためには、周波数軸上の信号に変換する必要がある。そこで、補正項 $C_i$ を乗じて、既知信号 $d_\alpha(m)$ を得るようにしている。ここでは、説明の便宜上、 $\alpha$ を $i$ に置換え既知信号 $d_i(m)$ として、以下、説明を進める。

【0048】

【数4】

$$d_i(m) \equiv F_i \cdot C_i(m), (i=1,2,\dots,64) \quad \dots \textcircled{4}$$

上記数式④において、

$F_i$ は、PLCPプリアンプルのロングシンボルを表し、

$C_i$ は、補正係数を表し、

$m$ は、無給電アンテナ素子の識別番号(1～6)を表す。

【0049】

ここで、補正項 $C_i$ は、次式(⑤)で与えられる。

【0050】

【数5】

$$C_i(m) \equiv \exp\left(-j2\pi \frac{i}{64 \cdot 8}(8-m)\right), (i=1,2,\dots,64) \quad \dots \textcircled{5}$$

上記数式⑤において、

$m$ は、無給電アンテナ素子の識別番号(1～6)を表す。

【0051】

次に、上述した  $\rho_m(n)$  と  $\rho_0$  を用いて相関係数の勾配ベクトル (gradient vector)  $\nabla \rho_m(n)$  を評価関数として求める。ここで、上記  $\nabla \rho_m(n)$  を

【0052】

【数6】

$$\nabla \rho_m(n) = (\rho_m(n) - \rho_0(n)) / \Delta x \quad \cdots \textcircled{6}$$

と定義する。

【0053】

上記数式⑥において、

$\Delta x$  は、第  $m$  番目 ( $m$  = 無給電アンテナ素子の識別番号 1 ~ 6) の無給電アンテナ素子のリアクタンス値  $x_m(n)$  の所定シフト量を表す。

【0054】

ここで、

各無給電アンテナ素子 141 ~ 146 の勾配ベクトル  $\nabla P(n)$  は、

【0055】

【数7】

$$\nabla P(n) = [\nabla \rho_1(n), \nabla \rho_2(n), \dots, \nabla \rho_6(n)]^T \quad \cdots \textcircled{7}$$

で定義され、

上記勾配ベクトル  $\nabla P(n)$  から各無給電アンテナ素子 141 ~ 146 のリアクタンスベクトルの  $X(n)$  は、

【0056】

【数8】

$$X(n) = [x_1(n), x_2(n), \dots, x_6(n)]^T \quad \cdots \textcircled{8}$$

で定義される。

【0057】

上記式⑦、⑧において、

Tは転置を表す。

【0058】

本例では、最適アルゴリズムとして最急勾配法を想定している。したがって、評価関数を最小にするようなリアクタンスベクトルXを形成していけばよい。

【0059】

上記の最急勾配法にしたがい、再帰的關係を使用して試行回数nにおけるリアクタンスベクトルのXの更新値X (n+1)は、次式にしたがって計算される。

【0060】

【数9】

$$X(n+1) = X(n) - \mu \nabla P(n) \quad \dots \textcircled{9}$$

ここで、

$\mu$ は、収束速度を制御（ウェイト更新の割合を制御）するステップサイズを表す。

【0061】

すなわち、本実施形態では、第n回目の試行における第m番目（m＝無給電アンテナ素子の識別番号1～6）の無給電アンテナ素子の $\rho_m(n)$ と $\rho_0(n)$ が求められ、互いの相関値が比較される。そして、 $\rho_m(n)$ が高ければ、第m番目の無給電アンテナ素子のリアクタンス値を正の方向に操作して評価関数を最小にするリアクタンスベクトルを求め、 $\rho_0(n)$ が高ければ、第m番目の無給電アンテナ素子のリアクタンス値を逆の方向（負の方向）に操作して評価関数を最小にするリアクタンスベクトルを求める。このようなリアクタンスベクトルの逐次更新処理を行なうことで、全無給電アンテナ素子141～146のリアクタンス値 $x_1 \sim x_6$ の最適化を実現することができる

可変リアクタンス制御回路部80は、上記⑨式にしたがって全無給電アンテナ素子141～146のリアクタンス更新を終えると、次のステップS12に進む。ステップS12において、nが+1インクリメントされた後、ステップS13において、nが予め決定された反復回数Nに達していないかが判断される。この判断で、nが予め決定された反復回数Nに達していないと判断されれば（

S13でNO)、外ループによりステップS2に戻り、一方、 $n$ が予め決定された反復回数 $N$ に達したと判断された(S13でYES)ときは、当該無給電アンテナ素子のリアクタンス制御処理を終了する。

#### 【0062】

上述したように、本実施形態におけるリアクタンス制御処理によれば、OFDMシンボルを8倍のオーバサンプリングで標本化して512のサンプルを得るようにしたため、無給電素子1素子あたりの摂動速度が $3.2\mu\text{s}$ から $6.25\text{ns}$ ( $3.2\mu\text{s}/512$ )へと速くなる。これにより、1シンボル時間内で6つの無給電アンテナ素子のリアクタンス更新が実現でき、最適アルゴリズムの収束速度が従来と比して格段に高速化される。

#### 【0063】

上述した本実施形態においては、最急勾配法の評価関数として相関係数 $\rho_m(n)$ を用いたが、本発明は、これに限らず、アレーの出力電力を基準とする出力電力基準等の他の関数を用いてもよい。この場合、アレー出力電力が評価関数として定義され、受信信号とアレー出力に加えて、希望波の到来方向情報を示すステアリングベクトルが用いられる。

#### 【0064】

次に、本実施形態の適応アレーアンテナの制御装置を用いたシミュレーションとその結果について説明する。シミュレーション諸元は、下記表のようになっており、図10及び図11はノイズを考慮していない場合の結果であり、図12及び図13は信号対雑音比(SNR: Signal to Noise Ratio)が20[dB]の場合の結果である。

【表 1】

シミュレーション諸元

変調方式	OFDM
到来波環境	所望波 1 波 ( $0^\circ$ ) + 干渉波 1 波 ( $100^\circ$ )
初期 S I R	0 [dB]
角度広がり	なし
フレームフォーマット	IEEE 802.11a に準拠
規範	MMSF
最適アルゴリズム	最急勾配法
$\mu$	ステップサイズ
無給電素子数	6
アンテナ素子間隔	$\lambda/4$ [m]
アンテナ配置	UCA (円形状に配置)
標本化	8 倍オーバーサンプリング
可変リアクタンスの振動速度	6.25 [ns] (1/512 シンボル)
量子化	理想的
送受の周波数オフセット	なし

なお、上記 UCA は Uniform Circular Array の略である。

## 【0065】

図 10 は、ノイズなしの状態、試行回数  $n$  に対する評価関数  $\rho_m(n)$  の収束特性を示すグラフである。同図において、横軸は 1 ロングトレーニングシンボル期間 ( $4 \mu s$ ) における試行回数  $n$  を表し、縦軸は評価関数  $\rho_m(n)$  を表している。当該シミュレーションでは、ステップサイズ  $\mu$  を変化させて評価関数  $\rho_m(n)$  の収束具合を見ている。なお、同図において、評価関数  $\rho_m(n)$  の値が小さければ小さいほど最適アルゴリズムの収束速度が速いことを意味する。同図が示すように、 $\mu$  のサイズによっては数シンボルで最適アルゴリズムが収束する。例えば、 $\mu = 1000$  のときが、最適アルゴリズムの収束速度が最も速い。

## 【0066】

図 11 は、所望波信号  $S$  (1 波) が  $0^\circ$ 、干渉波  $I$  (1 波) が  $100^\circ$  から到来している状況 (図 14 参照) における水平面指向性パターンを示すグラフである。同図において、横軸は DOA (Direction-of-arrival)、すなわち到来波方向 [deg] を表し、縦軸は相対利得を [dB] 表す。同図が示すように、本発明の適応アレーアンテナの制御装置を使用すれば、主ビームを所望波に向けかつ干渉波にヌルを向けるように適応制御することができる。

## 【0067】

図 12 は、 $SNR = 20$  [dB] のときの試行回数  $n$  に対する評価関数  $\rho_m$  (



n) の収束特性を示すグラフである。同図において、横軸は 1 ロングトレーニングシンボル期間 ( $4 \mu s$ ) における試行回数  $n$  を表し、縦軸は評価関数  $\rho_m(n)$  を表している。当該シミュレーションでは、上記同様、ステップサイズ  $\mu$  を変化させて評価関数  $\rho_m(n)$  の収束具合を見ている。同図が示すように、 $\mu$  のサイズを大きくとれば (例:  $\mu = 1000$ )、数シンボルで最適アルゴリズムが収束したように見えるが、ノイズの影響で、収束具合が不安定となる。よって、ノイズの影響を無視できる程度に  $\mu$  のステップサイズを選ぶ必要がある。

する。例えば、 $\mu = 1000$  のときが、最適アルゴリズムの収束速度が最も速い。

#### 【0068】

図 13 は、図 11 と同様、所望波信号  $S$  (1 波) が  $0^\circ$ 、干渉波  $I$  (1 波) が  $100^\circ$  から到来している状況における水平面指向性パターンを示すグラフである。同図において、横軸は到来方向 [deg] を表し、縦軸は相対利得を [dB] 表す。同図が示すように、雑音が存在する環境下であっても、本発明の適応アンテナの制御装置を使用すれば、主ビームを所望波に向けかつ干渉波にヌルを向けるように適応制御することができる。

#### 【0069】

以上、説明してきたように、従来は、1 シンボルを用いて無給電アンテナ素子 1 素子の重み付け更新を行なっていたため、アンテナ素子数分のシンボルを必要としていたが、本発明では、1 シンボルで 6 つの無給電アンテナ素子の重み付け更新が可能となるため、最適アルゴリズムの収束速度が速くなる。

#### 【0070】

また、アンテナ素子の重み付け制御を行なう可変リアクタンス制御回路部 80 を高周波部分に設ければ、回路の小型・軽量化、さらに低消費電力化、低コスト化が実現可能である。

#### 【0071】

さらに、上述した無給電アンテナ素子のリアクタンス制御処理 (更新処理) の演算はソフトウェアで実現でき、その場合は、保守性を向上させることが可能である。

## 【0072】

上述した実施例では、各無給電アンテナ素子 14<sub>1</sub>～14<sub>6</sub> の摂動後に得られる時間軸上のデータを周波数軸上に変換し、周波数軸上の既知信号

$$d_{\alpha}(m)$$

との相関をとるという実施形態であったが、本発明は、これに限らず、時間軸上の既知信号を用意し、各無給電アンテナ素子 14<sub>1</sub>～14<sub>6</sub> の摂動後に得られる時間軸上のデータと、この時間軸上の既知信号との間の相関を求めるような形態であってもよい。

## 【0073】

また、OFDM方式は、時間軸でガードインターバルが付加され、ガードインターバル以内の遅延波であれば、正常に受信することが可能となっている。ガードインターバル以内に到来する遅延波は必ずしも 1 波だけとは限らない。そこで、ガードインターバル以内に到来する全ての遅延波を考慮して既知信号を生成するような形態であってもよい。この場合、伝搬路のインパルス応答を推定または測定するインパルス応答推定（または測定）手段を設け、この伝搬路インパルス応答推定（または測定）手段により、推定（または測定）された伝搬路のインパルス応答と、予め用意された時間軸上の既知信号とを畳み込み演算にて畳み込んでフーリエ変換し、その信号を周波数軸上の既知信号とすればよい。これにより、OFDM信号の S/N 比を改善することができ、受信特性の向上が可能となる。

上記は、時々刻々変化する伝送路の瞬時瞬時の特性を時間領域で表現するインパルス応答を用いて既知信号を生成するという形態であったが、これ以外にも伝送路の瞬時特性を統計的に表現した遅延プロファイル、あるいは周波数領域で伝送路の瞬時特性表現をした伝達関数を用いて既知信号を生成してもよい。

## 【0074】

また、上述した実施例では、64のサブキャリアを考慮して既知信号を生成するという形態であったが、上述の如く64のサブキャリアを全てデータ送信に用いているわけではない。データ送信に使用されていないバーチャルサブキャリアに成分を持つ波は干渉波とみなされることから、既知信号生成時に、バーチャルキャリア成分を考慮して生成すれば、干渉波の抑圧効果を向上させることが可能である。このような観点に鑑みると、かかる既知信号は、記周波数軸上の既知信号と各無給電アンテナ素子14<sub>1</sub>～14<sub>6</sub>の摂動後の周波数軸上の信号との相関をとって、その相関値を評価関数の一部として定義し、加えて、実際にデータを送信していないサブキャリア成分を評価関数として定義すればよい。

## 【0075】

さらに、上記伝搬路インパルス応答推定（または測定）手段により、推定（または測定）された伝搬路のインパルス応答と、予め用意された時間軸上の既知信号とを畳み込み演算にて畳み込み、この畳み込み後の時間軸上の信号を既知信号として用いてもよい。

## 【0076】

また、上記実施例における既知信号は、IEEE802.11aに準拠したPLCPプリアンプルに基づくものであったが、この既知信号は、システム（例えば、広帯域移動アクセスシステムであるHiSWANaやCSMAやHIPERLAN/2等）に応じて変わる。

## 【0077】

また、上記実施例では、給電アンテナ素子と無給電アンテナ素子から構成されるアレーアンテナ部を想定したが、複数のアレーアンテナ素子に入力する信号の移相と振幅をアンテナウェイトとして調整するアダプティブアレーアンテナや移相量をフェーズシフタ等により調整するフェーズドアレーアンテナで上記アレーアンテナ部を構成しても本発明を逸脱するものではない。

## 【0078】

（実施例の変形例）

これまで説明してきた本発明の適応アレーアンテナ制御装置は、1つのアレー

アンテナ部を用いる形態であったが、本発明はこれに限定されるものではない。例えば、一定距離離れた複数のアレーアンテナ部を使用してそれらを選択する空間ダイバーシチ構成としてもよい。

#### 【0079】

図15は、ダイバーシチブランチを選択して本発明に係る重み係数更新処理を行なう際の概略構成図である。

#### 【0080】

同図において、本例では、図4に示すアレーアンテナ部が複数設けられてダイバーシチブランチ（ブランチ1～n）15<sub>1</sub>～15<sub>N</sub>を構成する。各ダイバーシチブランチ15<sub>1</sub>～15<sub>N</sub>のアレーアンテナ部は、図4と同様のアンテナ素子（1つの給電アンテナ素子と複数の無給電アンテナ素子）、重み付け回路部、その重み付け回路部に与える重み係数を算出するための可変リアクタンス制御回路部が備えられ、かつ給電アンテナ素子の出力に高周波フロントエンド部（RF/F/E）、アナログ・デジタル変換部（A/D）、フーリエ変換部が備えられる。また、本実施例では、信号レベルが最大となるブランチを選択するブランチ選択部110が具備され、上記ダイバーシチブランチ15<sub>1</sub>～15<sub>N</sub>の間は、フェージング相関が十分小さくなるように離される。

#### 【0081】

同図において、相手先のOFDM送信機から送信された無線信号は、アレーアンテナ部15<sub>1</sub>～15<sub>N</sub>で受信された後、ブランチ選択部90で信号レベルが最大となるブランチが選択され、その選択されたブランチを対象に重み係数の更新処理がなされる。

#### 【0082】

上記変形例では、複数のダイバーシチブランチのうち、最大の受信品質を与えるブランチのみを選択し、そのブランチのみを対象に重み付け更新を行なうという選択合成型の実施形態であったが、各ダイバーシチブランチからの信号の位相を同一にし、そのまま加算した信号を用いて重み付けの更新制御を行なう等利得合成型の実施形態であってもかまわない。図16は、ダイバーシチブランチを合成

して本発明に係る重み係数更新処理を行なう際の概略構成図である。

重み係数を更新する場合の概略構成図である。

### 【0083】

同図において各ダイバーシチブランチ（アレーアンテナ部1～N）16<sub>1</sub>～16<sub>N</sub>の信号は位相変動検出部101、103で位相検出され、位相変動補償部102、104で位相差が調整されて同相の信号となる。このようにして同相となった各ダイバーシチブランチ16<sub>1</sub>～16<sub>N</sub>の信号は、ダイバーシチ合成部110で加算された後、各各ダイバーシチブランチ16<sub>1</sub>～16<sub>N</sub>の可変リアクタンス制御回路部に送られ、重み係数の更新処理がなされる。この場合、各ダイバーシチブランチからの信号の波の位相をそろえて、振幅をそのまま足し合わせることで、上記の選択合成よりは受信特性を良くすることができる。

### 【0084】

このように、本発明の適応アレーアンテナ制御装置を空間ダイバーシチと組合せることで、伝送特性を改善しつつ、高速に重み係数を更新することができる。

### 【0085】

なお、上述した実施例の変形例は、本発明の適応アレーアンテナ制御装置に空間ダイバーシチを適用する形態であったが、これ以外にも、複数本の受信アンテナを用いるダイバーシチブランチ構成法の1つである偏波ダイバーシチ、角度ダイバーシチなどを適用することも可能である。

### 【0086】

以上本願実施例による、適応アレーアンテナを制御する制御装置は、受信信号を8倍のオーバーサンプリングにより標本化することで、1シンボル時間内で512のサンプル点を得、1サンプル毎に無給電アンテナ素子が摂動されてアレーアンテナの重み付け値が適応制御される。これにより、1シンボルでアレーアンテナの重み付け更新が可能となるため、最適アルゴリズムの収束速度を高速化しつつ、干渉波を抑圧することができる。また、本実施例における適応アレーアンテナ制御装置によれば、消費電力の低減及び低コスト化かが実現可能である。

## 【0087】

以下、本発明により教示される手段を列挙する。

## 【0088】

(付記1) 所定の間隔で配置された複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナ部を制御するための制御方法であって、

所定数のアンテナ素子に inputs する信号に与える各重み付け値を1シンボル時間以内のサンプル間隔で摂動させて前記各重み付け値に対する所定の評価関数を計算し、その評価関数に基づいて、前記各重み付け値を調整することを特徴とするアレーアンテナの制御方法。

## 【0089】

(付記2) 付記1記載のアレーアンテナの制御方法であって、

前記アレーアンテナ部は、無線信号を送受信する1つの給電アンテナ素子と、複数の無給電アンテナ素子からなり、

前記複数の無給電アンテナ素子には可変リアクタンス素子がそれぞれ装荷され、

前記給電アンテナ素子で受信されたアナログ信号を所定周期のオーバーサンプリングクロックでサンプリングしてデジタル信号に変換し、

前記デジタル信号と、所定のパターンを有する既知信号との間の相関計算により得られる相関係数を評価関数として定め、その評価関数が最小となるように、前記可変リアクタンス素子のリアクタンス値を調整することを特徴とするアレーアンテナの制御方法。

## 【0090】

(付記3) 付記1記載のアレーアンテナの制御方法であって、

前記複数のアンテナ素子に inputs する信号に対し、高周波部に振幅及び移相量を調整する振幅・移相器が備えられ、

前記複数のアンテナ素子に inputs するアナログ信号を所定周期のオーバーサンプリングクロックでサンプリングしてデジタル信号に変換し、

前記デジタル信号と、所定のパターンを有する既知信号との間の相関計算により得られる相関係数を評価関数として定め、その評価関数が最小となるように、

前記振幅及び移相量を調整することを特徴とするアレーアンテナの制御方法。

【0091】

(付記4) 所定の間隔で配置された複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナ部を制御するための制御装置であって、

所定数のアンテナ素子に入力する信号に与える各重み付け値を1シンボル時間以内のサンプル間隔で摂動させて前記各重み付け値に対する所定の評価関数を計算し、その評価関数に基づいて、前記各重み付け値を調整する制御手段を有することを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【0092】

(付記5) 付記4記載のアレーアンテナの制御装置において、

前記制御手段は、計算された前記評価関数を所定の閾値と比較し、その比較結果に応じて前記各重み付け値を調整することを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【0093】

(付記6) 付記4記載のアレーアンテナの制御装置であって、

前記アレーアンテナ部は、無線信号を送受信する1つの給電アンテナ素子と、複数の無給電アンテナ素子からなり、

前記複数の無給電アンテナ素子には可変リアクタンス素子がそれぞれ装荷され、

前記制御手段は、

前記給電アンテナ素子で受信されたアナログ信号を所定周期のオーバーサンプリングクロックでサンプリングしてデジタル信号に変換するアナログ・デジタル信号変換手段と、

前記アナログ・デジタル信号変換手段からの出力信号と、所定のパターンを有する既知信号との間の相関計算により得られる相関係数を評価関数として定め、その評価関数が最小または最大となるように、前記可変リアクタンス素子のリアクタンス値を調整するリアクタンス調整手段

を有することを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【0094】

(付記 7) 付記 4 記載のアレーアンテナの制御装置であって、  
前記複数のアンテナ素子に入力する信号に対し、高周波部に振幅及び移相量を調整する振幅・移相器が備えられ、  
前記制御手段は、  
前記複数のアンテナ素子に入力するアナログ信号を所定周期のオーバサンプリングクロックでサンプリングしてデジタル信号に変換するアナログ・デジタル信号変換手段と、  
前記アナログ・デジタル信号変換手段からの出力信号と、所定のパターンを有する既知信号との間の相関計算により得られる相関係数を評価関数として定め、その評価関数が最小または最大となるように、前記振幅及び移相量を調整する振幅・移相調整手段  
を有することを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

**【0095】**

(付記 8) 付記 4 記載のアレーアンテナの制御装置であって、  
前記複数のアンテナ素子に入力する信号に対し、移相量を調整する移相器が備えられ、  
前記制御手段は、  
前記複数のアンテナ素子に入力するアナログ信号を所定周期のオーバサンプリングクロックでサンプリングしてデジタル信号に変換するアナログ・デジタル信号変換手段と、  
前記アナログ・デジタル信号変換手段からの出力信号と、所定のパターンを有する既知信号との間の相関計算により得られる相関係数を評価関数として定め、その評価関数が最小または最大となるように、前記移相量を調整する移相調整手段  
を有することを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

**【0096】**

(付記 9) 付記 6 乃至 8 いずれか記載のアレーアンテナの制御装置において、  
前記制御手段は、前記相関係数に基づいて、前記評価関数の勾配ベクトルを計算し、計算された勾配ベクトルに基づいて当該評価関数が最小または最大となる



ように、前記可変リアクタンス素子のリアクタンス値または、前記振幅及び移相量を調整することを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【0097】

(付記10) 付記4乃至10いずれか記載のアレーアンテナの制御装置において、

前記アンテナ素子に入力する信号がマルチキャリア伝送方式で伝送された信号であることを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【0098】

(付記11) 付記6乃至8いずれか記載のアレーアンテナの制御装置において、

前記アナログ・デジタル信号変換手段から出力された時間軸上の出力信号を周波数軸上の信号に変換する時間軸－周波数軸変換手段を有し、

前記時間軸－周波数軸変換手段により変換された周波数軸上の出力信号と、周波数軸上で表現された前記既知信号との間の相関係数を前記評価関数として定めることを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

(付記12) 付記6乃至8いずれか記載のアレーアンテナの制御装置において、

前記アナログ・デジタル信号変換手段から出力された時間軸上の出力信号と、時間軸上で表現された前記既知信号との間の相関係数を前記評価関数として定めることを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【0099】

(付記13) 付記6乃至12いずれか記載のアレーアンテナの制御装置において、

前記既知信号は、所定のシステムで用いられるフレームのなかの制御情報を伝送する信号を利用して、生成されることを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

【0100】

(付記14) 付記6または7または8または11記載のアレーアンテナの制御装置において、

伝送路のインパルス応答を求めるインパルス応答測定手段と、

前記インパルス応答と時間軸上で表現された既知信号とを畳み込んだ信号をフーリエ変換し、その信号を周波数軸上の参照信号として生成する周波数領域参照信号生成手段を有し、

前記時間軸－周波数軸変換手段により変換された周波数軸上の出力信号と、前記参照信号との間の相関計算により得られる相関係数を前記評価関数として定めることを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

#### 【0 1 0 1】

(付記 1 5) 付記 6 または 7 または 8 または 1 2 記載のアレーアンテナの制御装置において、

伝送路のインパルス応答を求めるインパルス応答測定手段と、

前記インパルス応答と時間軸上で表現された既知信号とを畳み込み、その畳み込んだ時間軸の信号を参照信号として生成する時間領域参照信号生成手段を有し、

前記アナログ・デジタル信号変換手段から出力された時間軸上の出力信号と、前記参照信号との間の相関計算により得られる相関係数を前記評価関数として定めることを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

#### 【0 1 0 2】

(付記 1 6) 付記 6 または 7 または 8 または 1 1 記載のアレーアンテナの制御装置において、

伝送路の瞬時特性を統計的に表した遅延プロファイルを求める遅延プロファイル測定手段と、

前記遅延プロファイルに基づいて時間軸の参照信号を生成し、その信号をフーリエ変換して周波数軸上の既知信号として前記参照信号を定める遅延プロファイル型参照信号生成手段と、

前記時間軸－周波数軸変換手段により変換された周波数軸上の出力信号と、前記参照信号との間の相関計算により得られる相関係数を前記評価関数として定めることを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

(付記 1 7) 付記 6 または 7 または 8 または 1 2 記載のアレーアンテナの制御装

置において、

伝送路の瞬時特性を統計的に表した遅延プロファイルを求める遅延プロファイル測定手段と、

前記遅延プロファイルに基づいて生成される時間軸の参照信号を前記既知信号と定める遅延プロファイル型参照信号生成手段と、

前記アナログ・デジタル信号変換手段から出力された時間軸上の出力信号と、前記参照信号との間の相関計算により得られる相関係数を前記評価関数として定めることを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

(付記 18) 付記 6 または 7 または 8 または 11 記載のアレーアンテナの制御装置において、

伝送路の瞬時特性を周波数軸上で表現する伝達関数を求める伝達関数測定手段と、

前記伝達関数に基づいて生成される既知信号を参照信号として定める伝達関数型参照信号生成手段と、

前記時間軸－周波数軸変換手段により変換された周波数軸上の出力信号と、前記参照信号との間の相関計算により得られる相関係数を前記評価関数として定めることを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

(付記 19) 付記 6 または 7 または 8 または 12 記載のアレーアンテナの制御装置において、

伝送路の瞬時特性を周波数軸上で表現する伝達関数を求める伝達関数測定手段と、

前記伝達関数に基づいて既知信号を生成し、その既知信号を逆フーリエ変換して時間軸上の参照信号とする伝達関数型参照信号生成手段と、

前記アナログ・デジタル信号変換手段から出力された時間軸上の出力信号と、前記参照信号との間の相関計算により得られる相関係数を前記評価関数として定めることを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

### 【0103】

(付記 20) 付記 6 または 7 または 8 または 12 記載のアレーアンテナの制御装置において、

前記時間軸一周波数軸変換手段により変換された周波数軸上の出力信号と、前記周波数領域参照信号生成手段により生成された周波数軸上の参照信号との間の相関をとった値を前記評価関数の一部と定め、加えて、データの送信に用いられていないキャリア成分を前記評価関数と定めることを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

#### 【0 1 0 4】

(付記 2 1) 付記 6 乃至 8 いずれか記載のアレーアンテナの制御装置において

、  
前記アレーアンテナ部が複数のダイバーシチブランチからなり、前記ダイバーシチブランチ毎に重み付け値を制御するダイバーシチ重み付け手段と、

各ダイバーシチブランチでの受信品質に基づいて、ダイバーシチブランチを選択するブランチ選択手段を有し、

前記制御手段は、

前記ブランチ選択手段により選択されたダイバーシチブランチのアレーアンテナ部に与える重み付け値を調整することを特徴とするアレーアンテナの制御装置

。

#### 【0 1 0 5】

(付記 2 2) 付記 2 1 記載のアレーアンテナの制御装置において、

前記ブランチ選択手段は、

マルチキャリア伝送方式により伝送されたマルチキャリア受信信号または伝送路周波数応答の振幅もしくは電力が最大となるダイバーシチブランチを選択することを特徴とするアレーアンテナの制御装置。

#### 【0 1 0 6】

(付記 2 3) 付記 2 1 記載のアレーアンテナの制御装置において、

前記複数のアンテナ素子は、隣接するアンテナ素子の偏波方向を互いに直交させて配列されていることを特徴とするアレイアンテナ装置。

#### 【0 1 0 7】

(付記 2 4) 付記 2 1 記載のアレーアンテナの制御装置において、

前記複数のアンテナ素子は、指向性の異なるアンテナ素子であることを特徴と

するアレイアンテナ装置。

【0108】

(付記25) 所定の間隔で配置された複数のアンテナ素子からなるアレイアンテナの制御処理をコンピュータに実行させるためのプログラムであって、

前記複数のアンテナ素子に入力する信号に与える各重み付け値を1シンボル時間以内のサンプル間隔で摂動させて前記各重み付け値に対する所定の評価関数を計算する評価関数算出手順と、

前記評価関数に基づいて、前記各重み付け値を調整する制御手順を有することを特徴とするプログラム。

【0109】

【発明の効果】

以上のように本発明によれば、干渉波を抑圧しつつ、最適アルゴリズムの高収束化が可能となる。

【0110】

【図面の簡単な説明】

【図1】

従来の適応アレイアンテナ制御装置（その1）の構成を示すブロック図である。

【図2】

従来の適応アレイアンテナ制御装置（その2）の構成を示すブロック図である。

【図3】

従来の摂動法に基づくアンテナ重み付け時間を説明するための図である。

【図4】

本実施例における適応アレイアンテナの制御装置の構成を示すブロック図である。

【図5】

IEEE802.11aに準拠したOFDM信号のサブキャリアの配置を示す図である。

**【図 6】**

各無給電アンテナ素子の可変リアクタンス振動時間例を示す図である。

**【図 7】**

第 1 番目の無給電アンテナ素子の可変リアクタンス振動時間例を説明するための図である。

**【図 8】**

無給電アンテナ素子のリアクタンス制御処理の手順を示すフローチャートである。

**【図 9】**

IEEE 802.11a に準拠した PLCP プリアンブルを示す図である。

**【図 10】**

本実施例による適応アレーアンテナの制御装置のシミュレーション結果であって、ノイズなしの状態で最適アルゴリズムの収束具合を示すグラフである。

**【図 11】**

本実施例による適応アレーアンテナの制御装置のシミュレーション結果であって、ノイズなしの状態で信号源が 2 つの場合の電力指向性特性を示すグラフである。

**【図 12】**

本実施例による適応アレーアンテナの制御装置のシミュレーション結果であって、 $SNR = 20\text{ dB}$  のときの最適アルゴリズムの収束具合を示すグラフである。

**【図 13】**

本実施例による適応アレーアンテナの制御装置のシミュレーション結果であって、 $SNR = 20\text{ dB}$  のときの信号源が 2 つの場合の電力指向特性を示すグラフである。

**【図 14】**

本実施例による適応アレーアンテナの制御装置のシミュレーションにおける信号源のモデルを示す図である。

**【図 15】**

ダイバーシチブランチを選択して本発明に係る重み係数更新処理を行なう際の概略構成図である。

【図 16】

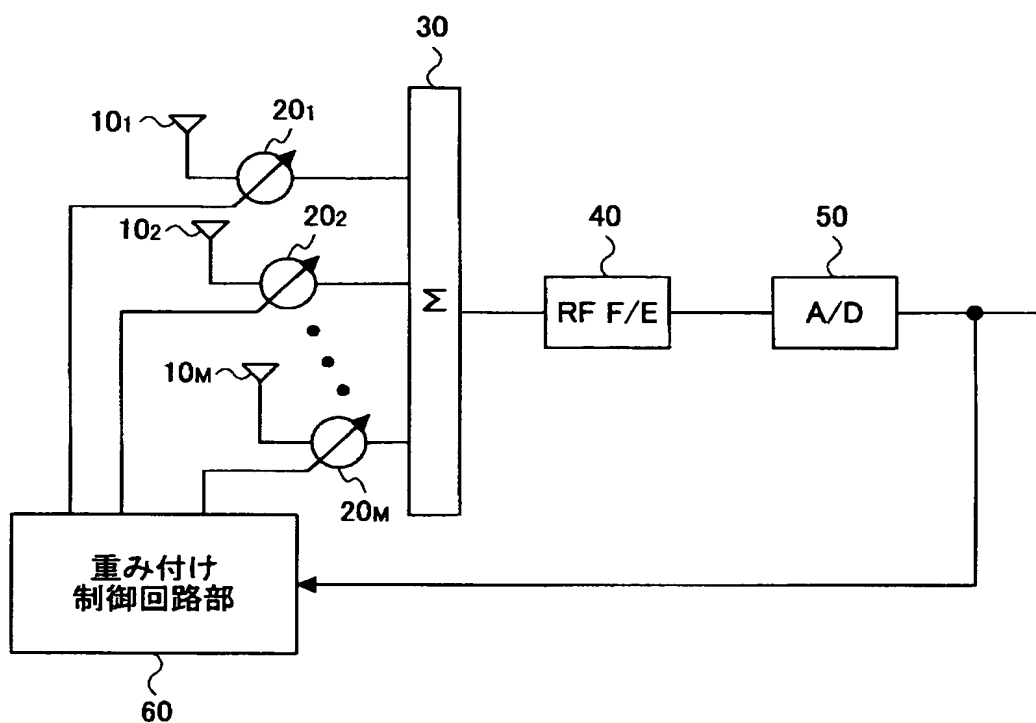
ダイバーシチブランチを合成して本発明に係る重み係数更新処理を行なう際の概略構成図である。

【符号の説明】

- 101 ~ 10M 複数のアンテナ素子
- 11、13 給電アンテナ素子
- 151 ~ 15N、161 ~ 16N ダイバーシチブランチ
- 121 ~ 123、141 ~ 146 無給電アンテナ素子
- 201 ~ 20M アンテナ重み付け回路部
- 211 ~ 213、221 ~ 226 可変リアクタンス回路
- 30 合成回路部
- 40、41、42 高周波フロントエンド部 (RF F/E)
- 50、51、52 アナログ・デジタル変換部 (A/D)
- 60 重み付け制御回路部
- 61 可変リアクタンス制御回路部
- 70 フーリエ変換部
- 80 可変リアクタンス制御回路部
- 90 ブランチ選択部
- 101、103 位相変動検出部
- 102、104 位相変動補償部
- 110 ダイバーシチ合成部

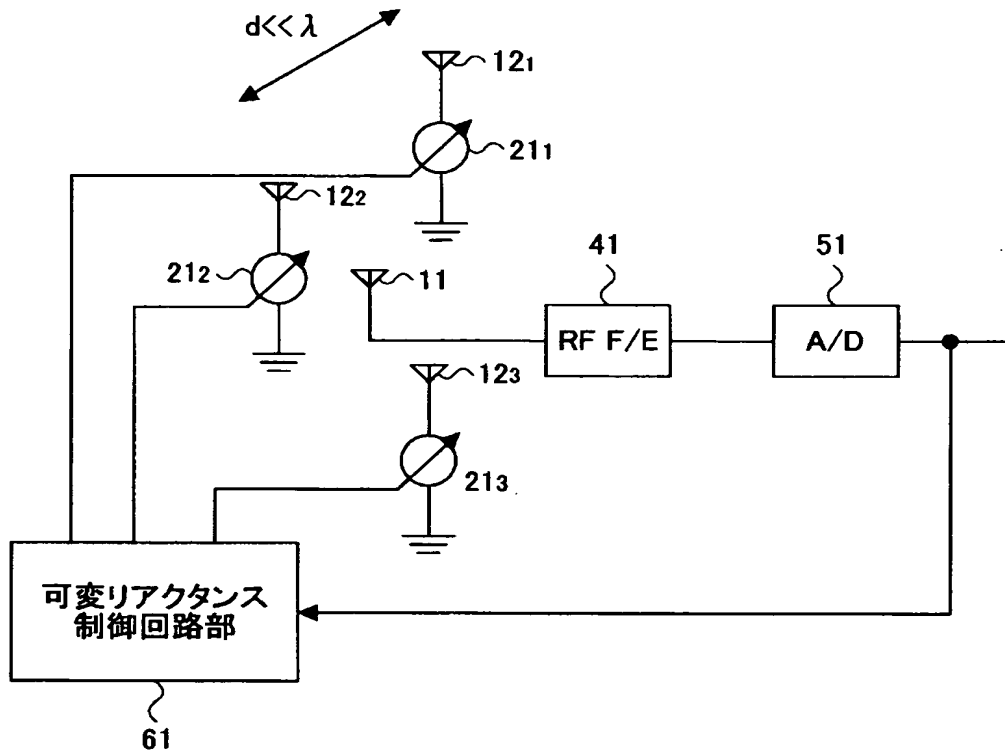
【書類名】 図面

【図 1】

従来の適応アレーアンテナ制御装置  
(その 1) の構成を示すブロック図



【図 2】

従来の適応アレーアンテナ制御装置  
(その 2) の構成を示すブロック図

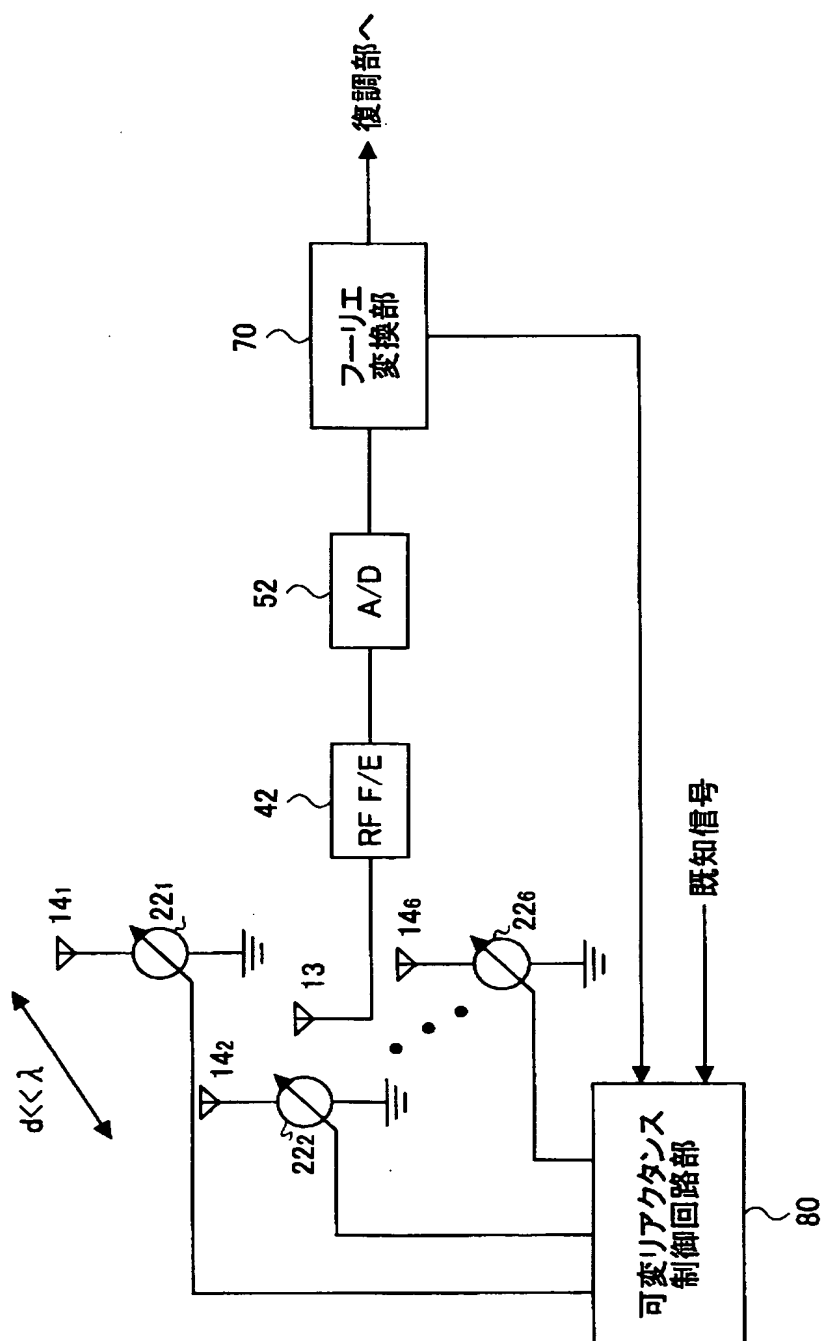
【図 3】

従来の摂動法に基づくアンテナ重み付け時間を説明するための図



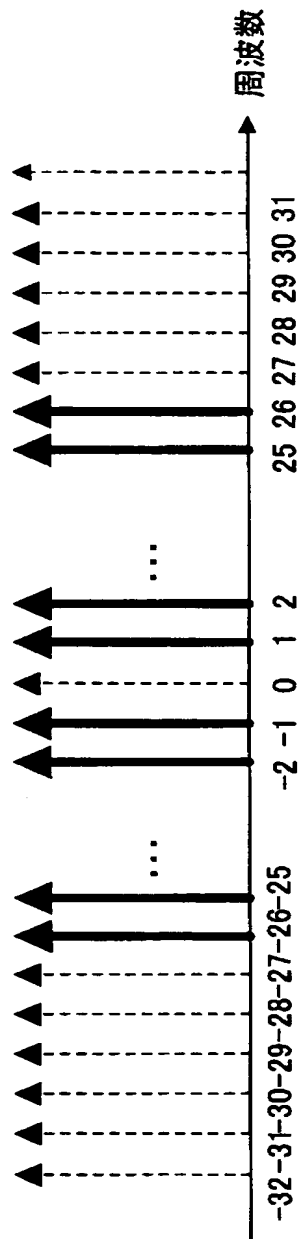
【図 4】

本実施例における適応アレーアンテナ  
の制御装置の構成を示すブロック図



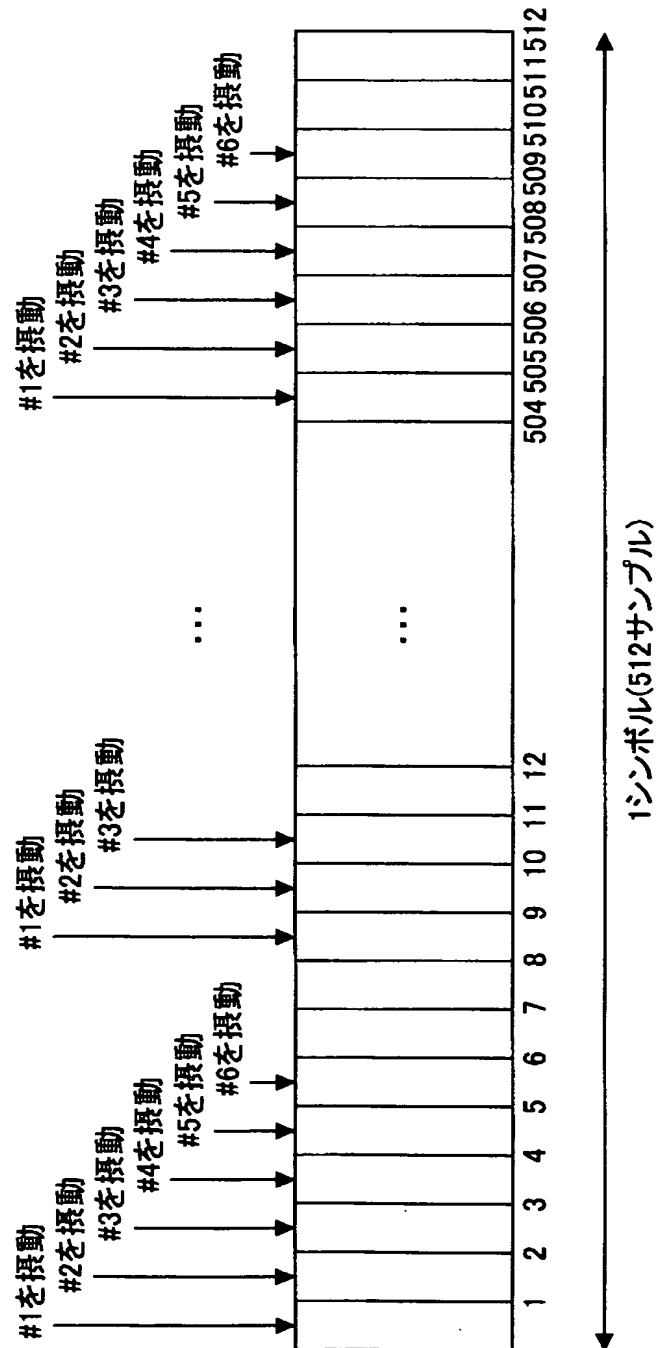
【図 5】

IEEE 802.11a に準拠した  
OFDM 信号のサブキャリアの配置を示す図



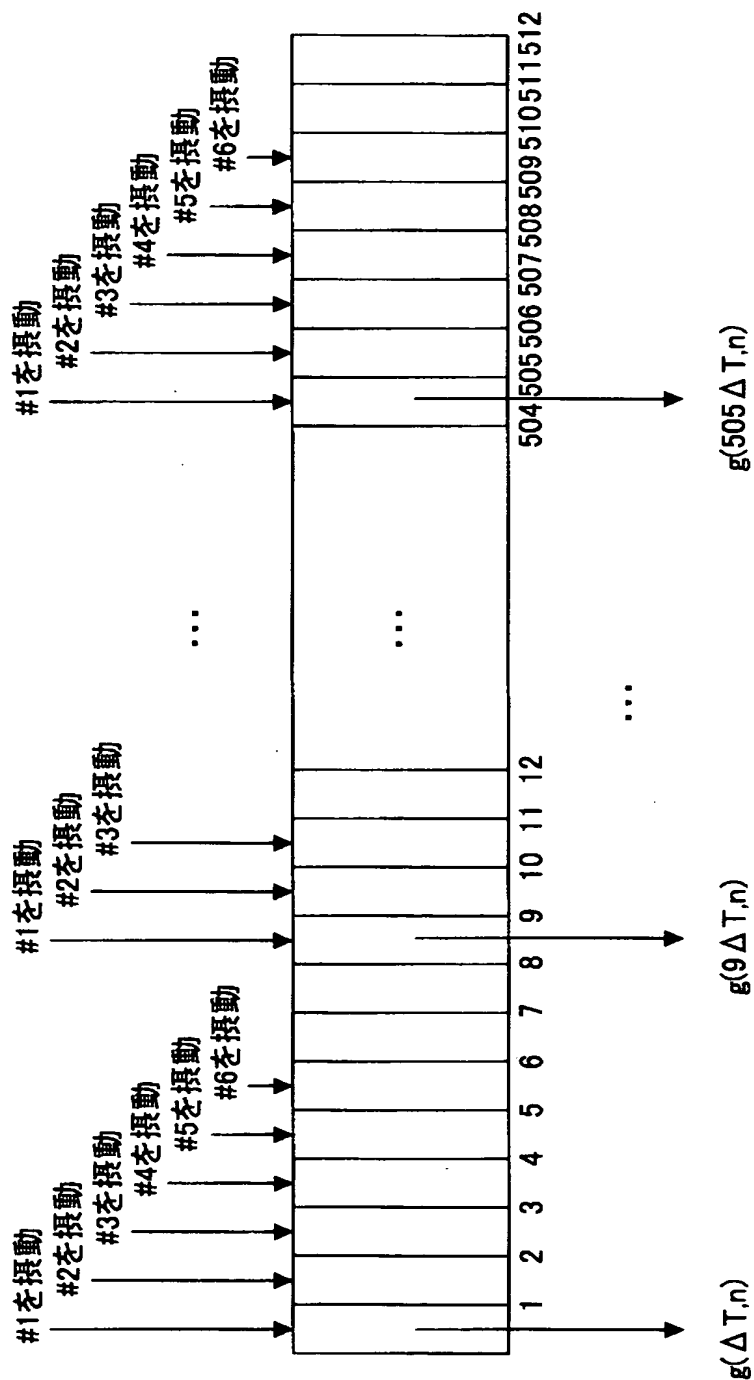
【図 6】

各無給電アンテナ素子の可変リアクタンス摂動時間例を示す図

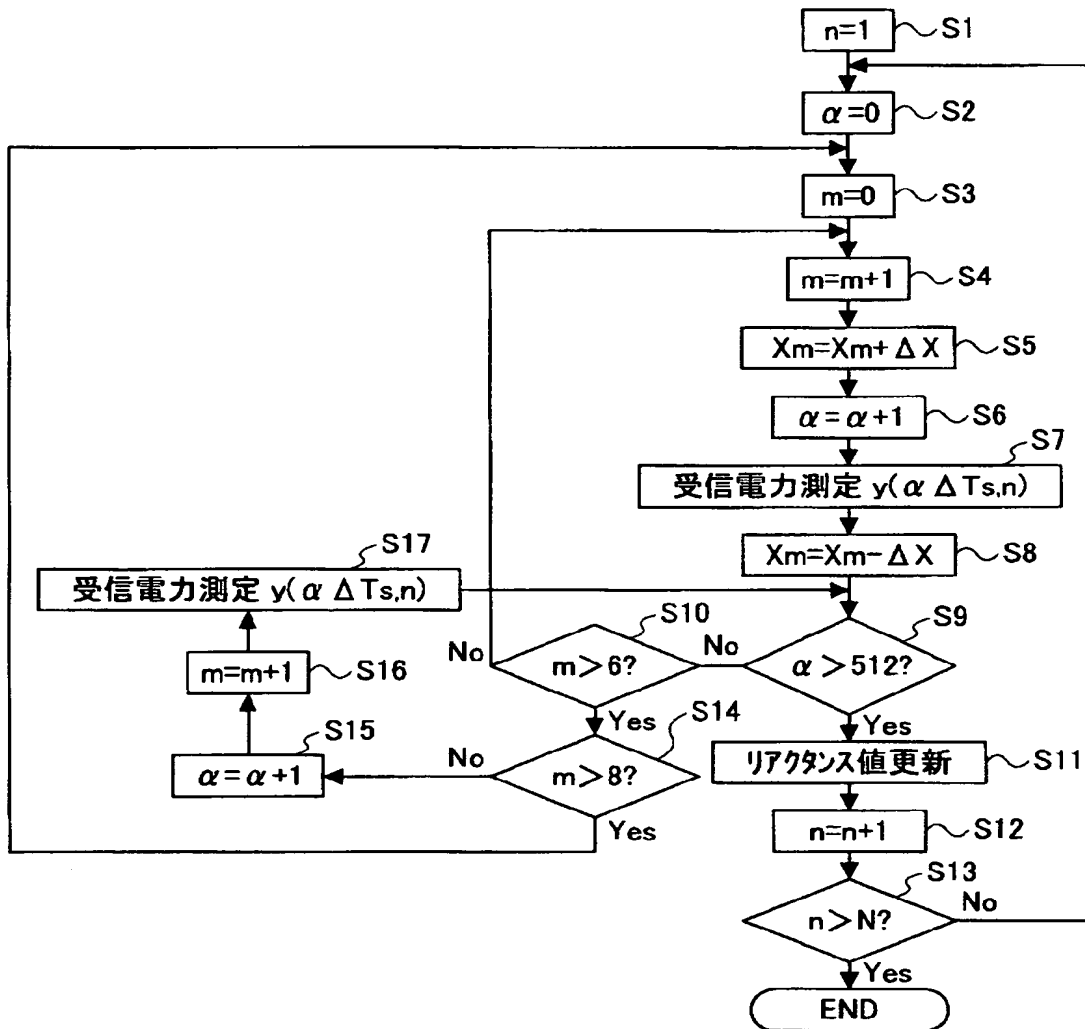


【図 7】

第 1 番目の無給電アンテナ素子の  
可変リアクタンス擾動時間例を説明するための図

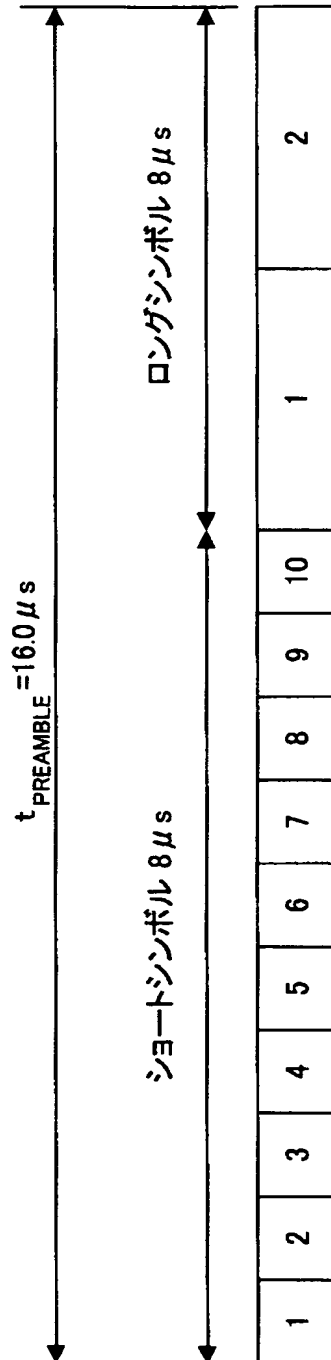


【図 8】

無給電アンテナ素子のリアクタンス制御処理  
の手順を示すフローチャート

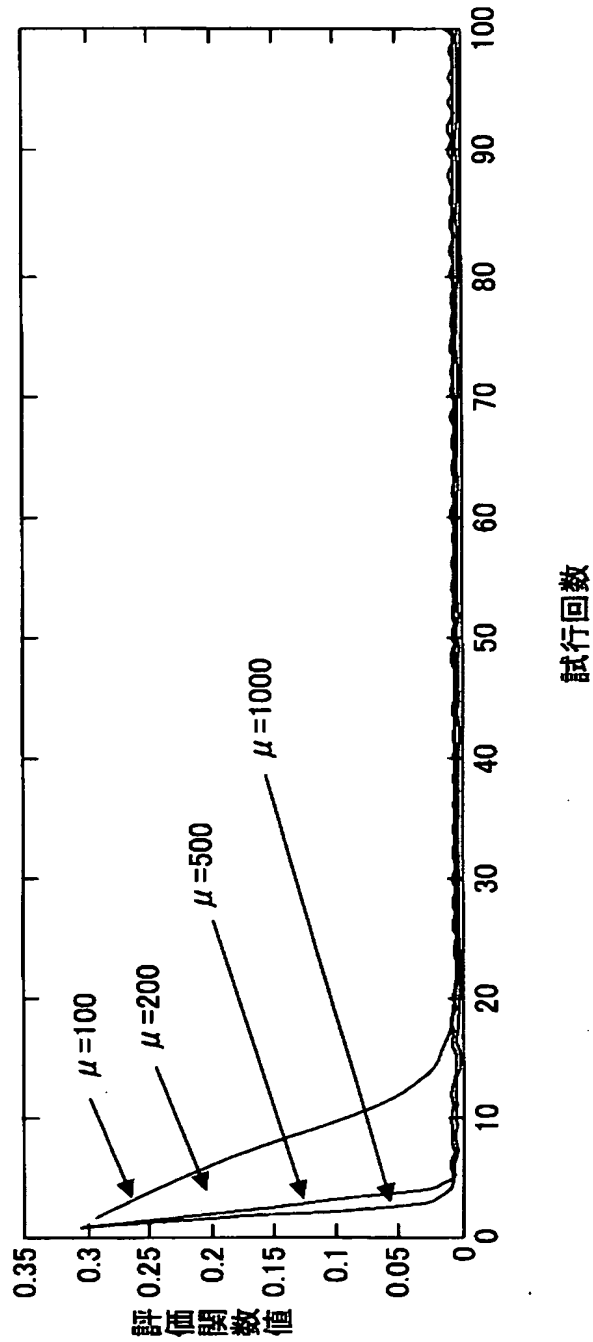
【図 9】

IEEE802. 11aに準拠したPLCPプリアンプルを示す図



【図 10】

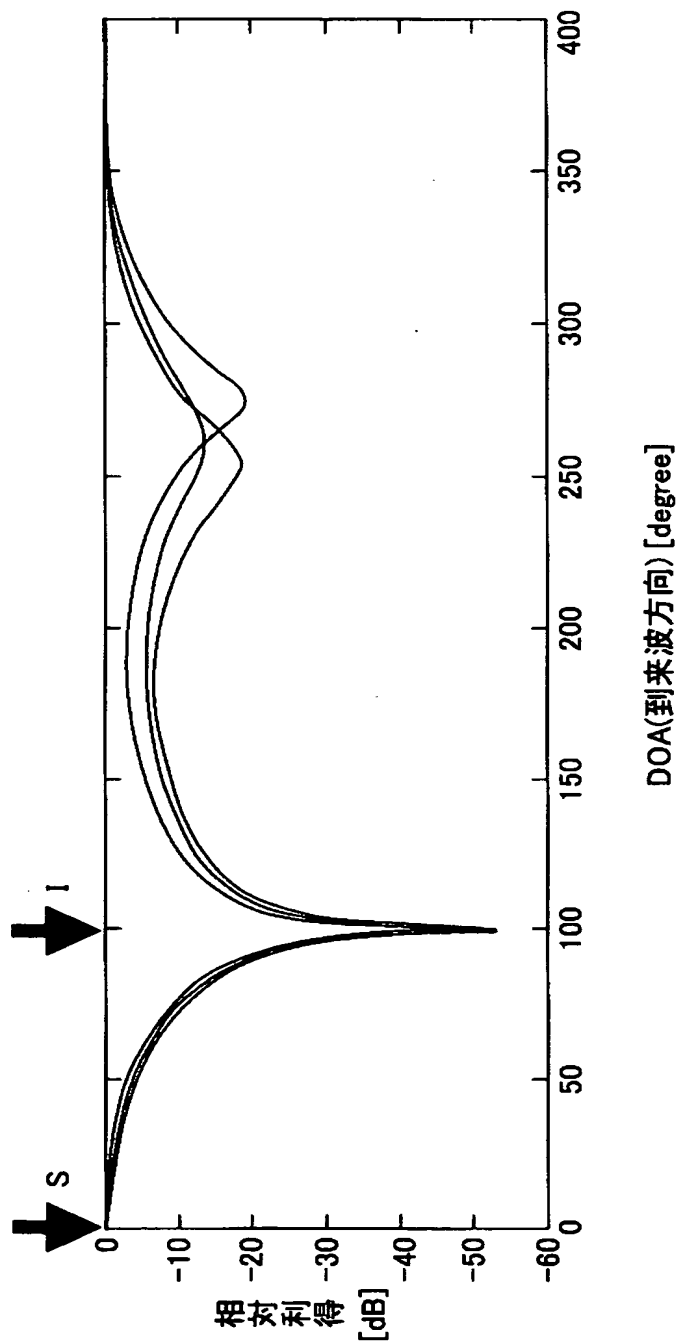
本実施例による適応アレーアンテナの制御装置  
のシミュレーション結果であって、ノイズなしの  
状態で最適アルゴリズムの収束具合を示すグラフ





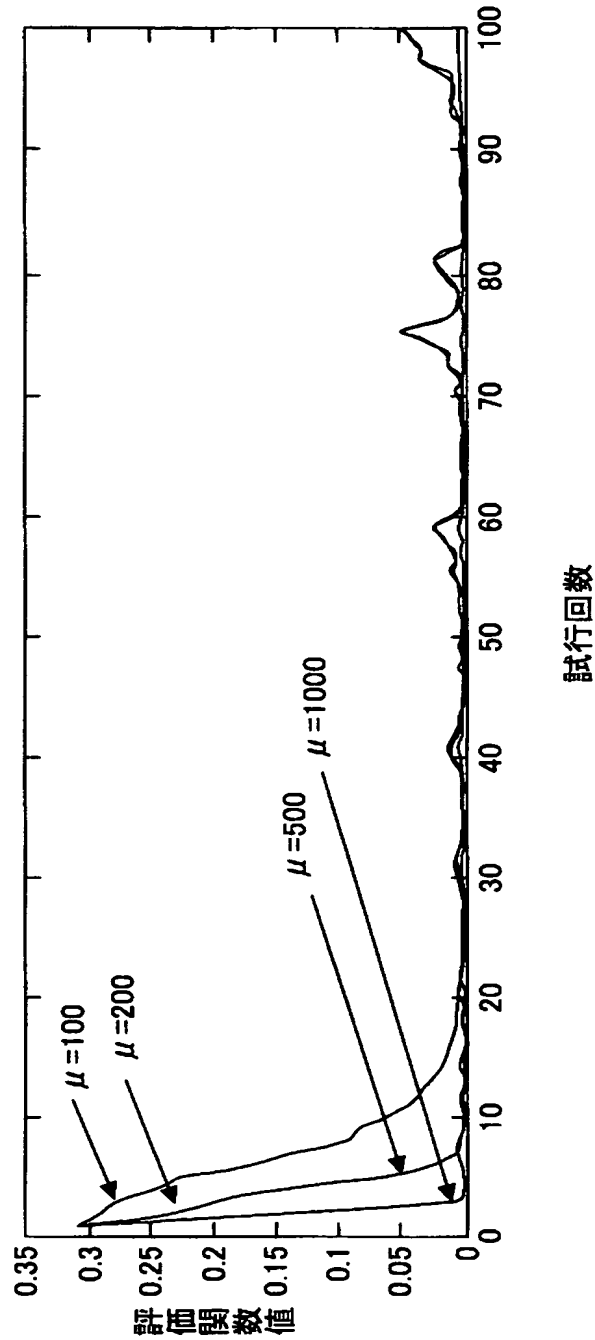
【図 11】

本実施例による適応アレーアンテナの制御装置のシミュレーション結果であって、ノイズなしの状態では信号源が2つの場合の電力指向性特性を示すグラフ



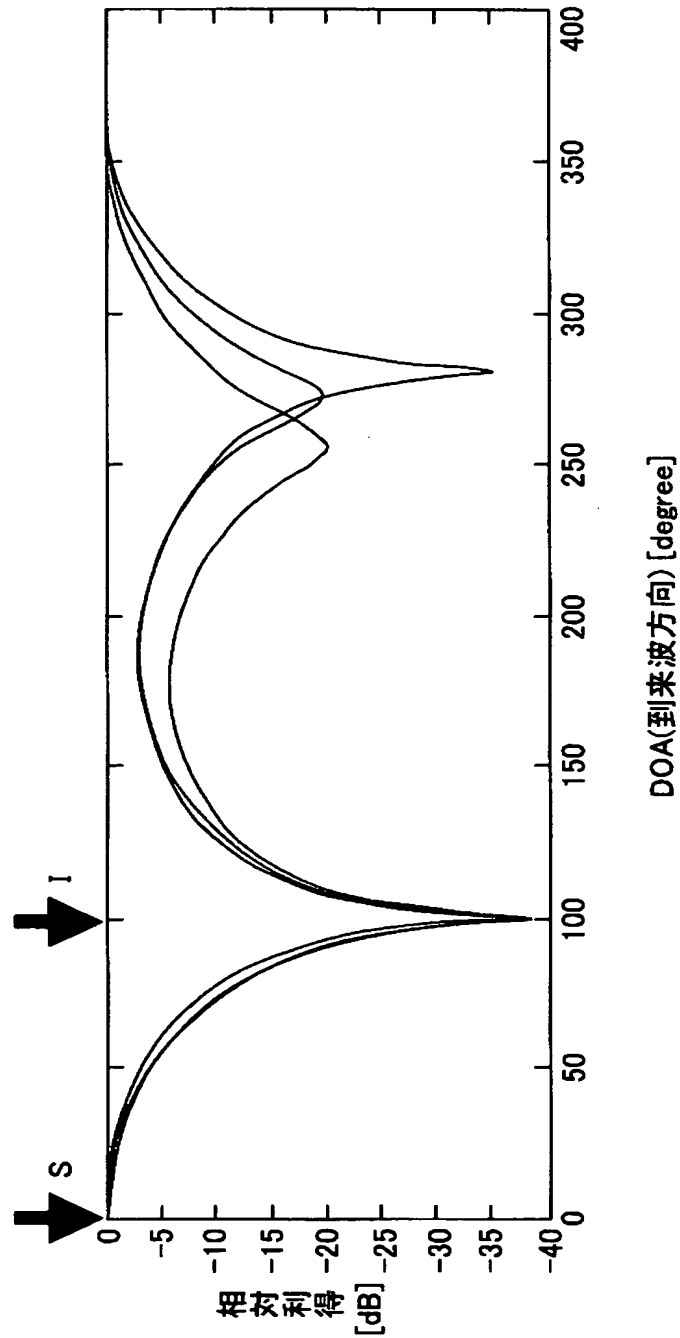
【図 12】

本実施例による適応アレーアンテナの制御装置のシミュレーション結果であって、SNR=20dBのときの最適アルゴリズムの収束具合を示すグラフ



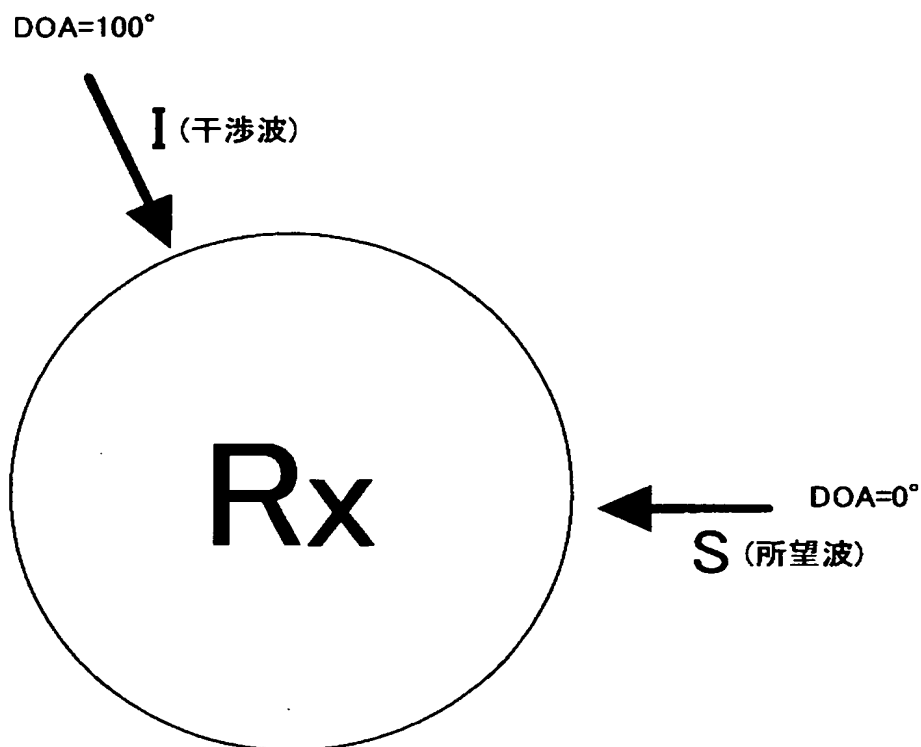
【図 13】

本実施例による適応アレーアンテナの制御装置のシミュレーション結果であって、 $\text{SNR}=20\text{dB}$ のときの信号源が2つの場合の電力指向特性を示すグラフ



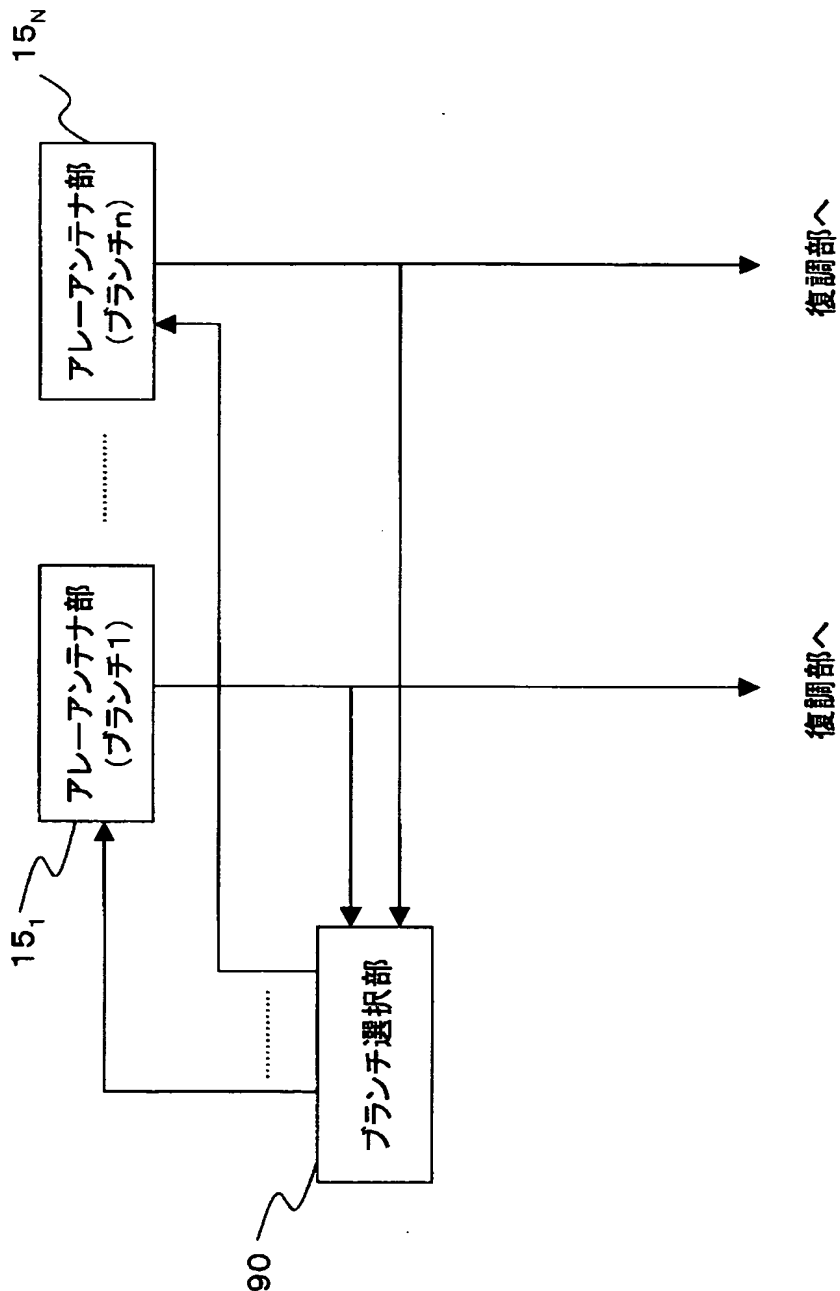
【図 14】

本実施例による適応アレーアンテナの制御装置の  
シミュレーションにおける信号源のモデルを示す図



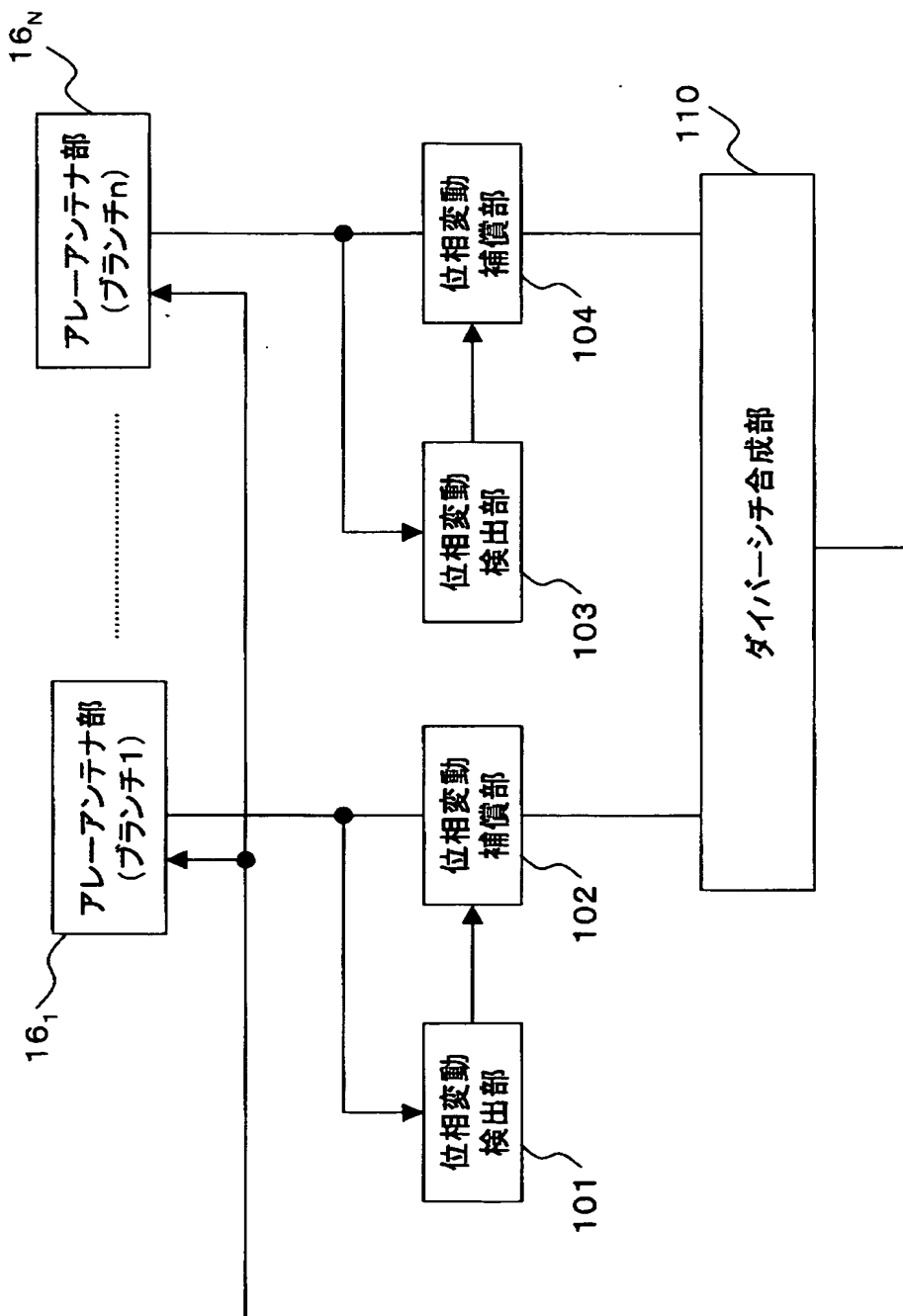
【図 15】

ダイバーシチbranchを選択して本発明に係る  
重み係数更新処理を行なう際の概略構成図



【図 16】

ダイバーシチブランチを合成して本発明に係る  
重み係数更新処理を行なう際の概略構成図



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 本発明は、アンテナウェイトの更新を高速化することのできるアレーアンテナの制御方法を提供することを目的とする。

【解決手段】 所定の間隔で配置された複数のアンテナ素子からなるアレーアンテナ部を制御するための制御方法であって、所定数のアンテナ素子に入力する信号に与える各重み付け値を 1 シンボル時間以内のサンプル間隔で摂動させて前記各重み付け値に対する所定の評価関数を計算し、その評価関数に基づいて、前記各重み付け値を調整する。

【選択図】 図 8

特願 2003-025060

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[000005223]

1. 変更年月日

1996年 3月26日

[変更理由]

住所変更

住 所

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号

氏 名

富士通株式会社